

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2002-107106

(43)Date of publication of application : 10.04.2002

(51)Int.Cl.

G01B 7/00

G01B 7/30

G01D 5/20

(21)Application number : 2000-299907

(71)Applicant : GOTO TADATOSHI

(22)Date of filing : 29.09.2000

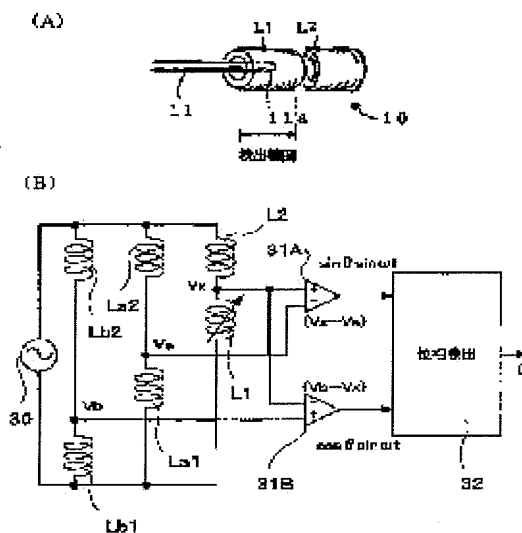
(72)Inventor : GOTO TADATOSHI
SAKAMOTO KAZUYA
SAKAMOTO HIROSHI

(54) POSITION DETECTOR

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a position detector which is small and of a simple structure and in which a temperature characteristic is readily compensated.

SOLUTION: A magnetism responsive member (11) is coupled magnetically in a noncontact manner, to one AC-excited sensor coil (L1). According to a displacement in an object to be detected, the relative position of the member to the coil is changed, and the impedance of the coil is changed according to the change. A coil (L2) for temperature compensation is connected in series with the sensor coil (L1). From their connection point, the output voltage of the coil changed, on the basis of a change in the impedance of the sensor coil, is taken out. An output whose temperature drift has been compensated is obtained. A reference voltage comprising an AC signal is generated, and the output voltage of the sensor coil and the reference voltage are computed. Thereby, at least two AC output signals, which have a prescribed cyclic amplitude function as an amplitude factor, can be generated.



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号
特開2002-107106
(P2002-107106A)

(43) 公開日 平成14年4月10日 (2002. 4. 10)

(51) Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テ-マコード* (参考)
G 0 1 B 7/00		G 0 1 B 7/00	D 2 F 0 6 3
7/30	1 0 1	7/30	1 0 1 A 2 F 0 7 7
G 0 1 D 5/20		G 0 1 D 5/20	A
			P

審査請求 未請求 請求項の数7 O L (全 12 頁)

(21) 出願番号 特願2000-299907 (P2000-299907)

(22) 出願日 平成12年9月29日 (2000. 9. 29)

(71) 出願人 591054196

後藤 忠敏

東京都府中市新町1丁目77番2号

(72) 発明者 後藤 忠敏

東京都府中市新町1丁目77番2号

(72) 発明者 坂元 和也

東京都羽村市川崎1丁目1番5号、MAC
羽村コート I I - 405

(72) 発明者 坂本 宏

埼玉県川越市山田896-8

(74) 代理人 100077539

弁理士 飯塚 義仁

最終頁に続く

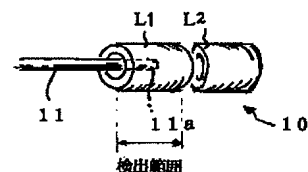
(54) 【発明の名称】 位置検出装置

(57) 【要約】

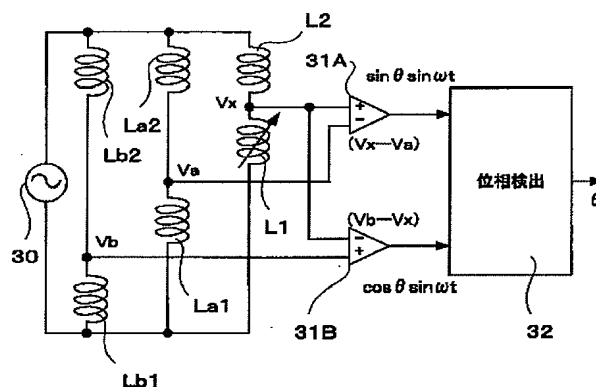
【課題】 小型かつシンプルな構造を持ち、温度特性の補償も容易な、位置検出装置。

【解決手段】 交流励磁される1つのセンサ用コイル (L1) に対して、非接触で、磁気応答部材 (11) が磁氣的に結合し、検出対象の変位に応じて該部材と該コイルとの相対的位置が変化し、これに応じて該コイルのインピーダンスが変化する。センサ用コイル (L1) に温度補償用コイル (L2) が直列接続され、その接続点より、センサ用コイルのインピーダンス変化に基づき変化する該コイルの出力電圧を取り出すことで、温度ドリフト補償された出力を得る。交流信号からなる基準電圧を発生し、センサ用コイルの出力電圧と基準電圧と演算することで、所定の周期的振幅関数を振幅係数として持つ交流出力信号を少なくとも2つ生成することができる。

(A)



(B)



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 交流信号で励磁される少なくとも 1 つのセンサ用コイルを配置してなるコイル部と、前記センサ用コイルに対して磁氣的に結合し、検出対象の変位に応じて該部材と該コイルとの相対的位置が変化し、これに応じて該センサ用コイルのインピーダンスを変化させるようにしたものと、前記センサ用コイルに直列接続された温度補償用コイルと、前記センサ用コイルと前記温度補償用コイルとの接続点より、前記センサ用コイルのインピーダンス変化に基づき変化する該センサ用コイルの出力電圧を取り出す回路とを具えた位置検出装置。

【請求項 2】 交流信号からなる基準電圧を発生する回路と、

前記センサ用コイルの出力電圧と前記基準電圧と演算することで、所定の周期的振幅関数を振幅係数として持つ交流出力信号を少なくとも 2 つ生成する演算回路であって、前記各交流出力信号の前記周期的振幅関数はその周期特性において所定位相だけ異なっているものとさらに

【請求項 3】 前記基準電圧を発生する回路は、交流信号が印加されるように直列接続された 2 つのコイルを含み、該コイルの接続点より前記基準電圧を取り出すようにした請求項 2 に記載の位置検出装置。

【請求項 4】 前記基準電圧を発生する回路は、第 1 及び第 2 の基準電圧を発生し、

前記演算回路は、前記センサ用コイルの出力電圧と前記第 1 及び第 2 の基準電圧とを用いて所定の第 1 の演算及び第 2 の演算をそれぞれ行うことで、第 1 の振幅関数を振幅係数として持つ第 1 の交流出力信号と、第 2 の振幅関数を振幅係数として持つ第 2 の交流出力信号とをそれぞれ生成するものである請求項 2 に記載の位置検出装置。

【請求項 5】 前記第 1 及び第 2 の基準電圧は、前記第 1 及び第 2 の交流出力信号における前記第 1 及び第 2 の振幅関数の周期特性における特定の位相区間を定めるものであり、この第 1 及び第 2 の基準電圧を可変することで、該特定の位相区間と前記相対的位置の変化範囲との対応関係を可変できることを特徴とする請求項 4 に記載の位置検出装置。

【請求項 6】 前記基準電圧を発生する回路は、交流信号が印加されるように直列接続された 2 つのコイルを含む第 1 の回路と、交流信号が印加されるように直列接続された 2 つのコイルを含む第 2 の回路とを含み、該第 1 の回路のコイルの接続点より前記第 1 の基準電圧を取り出し、該第 2 の回路のコイルの接続点より前記第 2 の基準電圧を取り出すようにした請求項 4 又は 5 に記載の相対的回転位置検出装置。

【請求項 7】 前記直列接続された 2 つのコイルは磁性

体コアを有し、該 2 つのコイルのそれぞれに対する磁性体コアの配置を調整することで、コイルのインピーダンスを調整し、もって該 2 つのコイルの接続点より取り出される基準電圧のレベルを調整できるようにした請求項 3 又は 6 に記載の位置検出装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】この発明は、交流励磁されるコイルとこのコイルに対して相対的に変位する磁性体又は導電体とを含んで構成される位置検出装置に関し、所定範囲での直線位置または回転位置の検出に適したものであり、特に、1 相の交流で励磁される 1 次コイルのみを使用して複数相の振幅関数特性を示す出力交流信号を検出対象位置に応じて生成するものに関する。

【0002】

【従来の技術】LVDT といわれる誘導型直線位置検出器が知られている。2 ワイヤタイプ LVDT は、1 個の 1 次コイルと 1 個の 2 次コイルとからなり、磁性体からなる可動部のコイル部への侵入量に応じて 1 次 2 次コイル間の誘導結合が変化し、それに応じた電圧レベルの誘導出力信号を 2 次コイルに生成する。3 ワイヤタイプ LVDT は、1 個の 1 次コイルと逆相直列接続された 2 個の 2 次コイルとからなる差動トランス構成であり、この場合は、所定長の磁性体からなる可動部が逆相 2 次コイルのどちらかへの侵入量に応じて 1 次 2 次コイル間の誘導結合がバランス的に変化し、それに応じた電圧レベルの誘導出力信号を 2 次コイルに生成する。この LVDT の 2 次出力信号をアナログ的に加算または減算する演算を行うことで、可動部の位置に応じたサイン特性の出力信号とコサイン特性の出力信号とを生成し、これらのサイン特性の出力信号とコサイン特性の出力信号とを RD コンバータで処理して、可動部の位置を検出したデジタルデータを生成する。また、別のタイプの位置検出器として、励磁コイルのみを設け、可動磁性体コアの変位に応じたその自己インダクタンスの変化を R-L 回路による移相量を測定することで検出するようにしたものが知られている。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】従来知られた LVDT は、1 次コイルと 2 次コイルが必要であるため、部品点数が多くなり、製造コストを低廉にするのに限界があった。また、小型化するにも限界があった。また、可動部の位置に応じたサイン特性及びコサイン特性の出力信号における利用可能な位相角範囲は、2 ワイヤタイプ LVDT では 45 度程度、3 ワイヤタイプ LVDT では 90 度程度と比較的狭く、検出可能位相角範囲を拡大することは困難であった。また、3 ワイヤタイプ LVDT では、可動部がコイル部の中央に位置する状態を基準にしてその左右に変位する位置しか検出することができないため、応用の際に、使い勝手が悪いという問題があっ

た。また、検出対象の微小変位に対する検出分解能が悪かった。一方、励磁コイルの自己インダクタンスを測定するタイプの位置検出器では、コイル数を減らすことができるが、検出対象の変位に応じた移相量が狭い範囲でしか得られないため、実際はその移相量の測定が困難であり、また、検出分解能が悪く、実用化には不向きであった。また、周辺環境温度の変化に付随してコイルのインピーダンスが変化すると、移相量も変化してしまうため、温度特性の補償を行うことができなかった。

【0004】本発明は上述の点に鑑みてなされたもので、小型かつシンプルな構造を持つと共に、温度特性の補償も容易な、位置検出装置を提供しようとするものである。また、位相検出方式で検出を行なう場合は利用可能な位相角範囲を広くとることができ、また、検出対象の変位が微小でも高分解能での検出が可能な、位置検出装置を提供しようとするものである。

【0005】

【課題を解決するための手段】本発明に係る位置検出装置は、交流信号で励磁される少なくとも1つのセンサ用コイルを配置してなるコイル部と、前記センサ用コイルに対して磁氣的に結合し、検出対象の変位に応じて該部材と該コイルとの相対的位置が変化し、これに応じて該センサ用コイルのインピーダンスを変化させるようにしたものと、前記センサ用コイルに直列接続された温度補償用コイルと、前記センサ用コイルと前記温度補償用コイルとの接続点より、前記センサ用コイルのインピーダンス変化に基づき変化する該センサ用コイルの出力電圧を取り出す回路と具えたものである。

【0006】磁気応答部材は、典型的には、磁性体及び導電体の少なくとも一方を含んでなるものである。磁気応答部材が磁性体からなる場合は、該部材のセンサ用コイルに対する近接の度合いが増すほど、該コイルの自己インダクタンスが増加して、該コイルの電氣的インピーダンスが増加し、該センサ用コイルに生じる電圧、つまり端子間電圧（若しくは電圧降下）、が増加する。反対に、該磁気応答部材のコイルに対する近接の度合いが減少するほど、該センサ用コイルのインダクタンスが減少して、該センサ用コイルの電氣的インピーダンスが減少し、該コイルに生じる電圧、つまり端子間電圧、が減少*

$$V_x - V_a = A(x) \sin \omega t - P_a \sin \omega t \\ = \{A(x) - P_a\} \sin \omega t \quad \cdots \text{式(1)}$$

となる。前記区間の始まりの位置では、 $A(x) = P_a$ であることから、この演算結果の振幅係数「 $A(x) - P_a$ 」は「0」となる。一方、前記区間の終わり位置では、 $A(x) = P_b$ であることから、この演算結果の振幅係数「 $A(x) - P_a$ 」は「 $P_b - P_a$ 」となる。よって、この演算結果の振幅係数「 $A(x) - P_a$ 」は、前記区間の範囲内において、「0」から「 $P_b - P_a$ 」まで漸増する関数特性を示す。ここで、「 $P_b - P_a$ 」は最大値であるから、これを等価的に「1」と考えると、前

*する。こうして、検出対象の変位に伴い、センサ用コイルに対する磁気応答部材の相対的位置が所定の範囲にわたって変化する間で該コイルに生じる電圧、つまり端子間電圧は、増加若しくは減少変化するようになる。

【0007】ここで、センサ用コイルに直列接続された温度補償用コイルを具備し、前記センサ用コイルと前記温度補償用コイルとの接続点より、前記センサ用コイルのインピーダンス変化に基づき変化する該センサ用コイルの出力電圧を取り出すようにしているので、同じコイルであることにより温度ドリフトを適正に相殺し、温度ドリフト補償済みの出力電圧を取り出すことができる。

【0008】一例として、第1及び第2の磁気応答部材は、所定ピッチの凹凸又はパターンを有し、前記第1及び第2の軸の相対的回転位置に応じて該第1及び第2の磁気応答部材の前記凹凸又はパターンの対応関係が変化し、これに応じて前記コイルの自己インダクタンスすなわちインピーダンスが変化するようにしたものである。このインピーダンスに対応する振幅レベルを持つ交流電圧が1個のセンサ用コイルに生じる。

【0009】例えば、典型的には、1対の磁気応答部材の相対的位置が所定の範囲にわたって変化する間で該コイルに生じる電圧が示す漸増変化カーブは、サイン関数における0度から90度までの範囲の関数値変化になぞらえることができる。ここで、交流信号成分を $\sin \omega t$ で示し、センサ用コイルの端子間電圧が示す漸増変化カーブにおける適当な区間の始まりの位置に対応して得られるセンサ用コイル出力電圧 V_x の振幅係数レベル値を P_a とすると、該区間の始まりの位置に対応するコイル出力電圧 V_x は、 $P_a \sin \omega t$ と表わせる。そして、該区間の終わりの位置に対応して得られるセンサ用コイル出力電圧 V_x の振幅係数レベル値を P_b とすると、該区間の終わりの位置に対応するセンサ用コイル出力電圧は、 $P_b \sin \omega t$ と表わせる。ここで、始まりの位置に対応するコイル出力電圧 V_x の値 $P_a \sin \omega t$ と同じ値の交流電圧を基準電圧 V_a と定めて、これをセンサ用コイル出力電圧 V_x から減算すると、センサ用コイル出力電圧 V_x の振幅係数を関数 $A(x)$ で示すと、

記式(1)に従う交流信号の振幅係数「 $A(x) - P_a$ 」は、前記区間の範囲内において、「0」から「1」まで変化するることになり、この振幅係数の関数特性は、サイン関数の第1象限（つまり0度から90度の範囲）の特性になぞらえることができる。よって、前記式(1)に従う交流信号の振幅係数「 $A(x) - P_a$ 」は、等価的に $\sin \theta$ （ただし、大体、 $0^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$ ）と表わせる。

【0010】一例として、前記基準電圧を発生する回路

は、交流信号が印加されるように直列接続された2つのコイルを含み、該コイルの接続点より前記基準電圧を取り出すようにしたものである。これにより、基準電圧の温度ドリフト補償も行なうことができ、出力電圧及び基準電圧が共に温度ドリフト補償された正確なアナログ演算を行なうことができる。

【0011】好ましい一実施形態は、前記所定の基準電圧を発生する回路は、第1及び第2の基準電圧を発生し、前記演算回路は、前記1つのコイルから取り出した電圧と前記第1及び第2の基準電圧とを用いて所定の第1の演算及び第2の演算をそれぞれ行うことで、第1の

$$V_b - V_x = P_b \sin \omega t - A(x) \sin \omega t \\ = \{P_b - A(x)\} \sin \omega t \quad \cdots \text{式(2)}$$

となる。前記区間の始まりの位置では、 $A(x) = P_a$ であることから、この演算結果の振幅係数「 $P_b - A(x)$ 」は「 $P_b - P_a$ 」となる。一方、前記区間の終わり位置では、 $A(x) = P_b$ であることから、この演算結果の振幅係数「 $P_b - A(x)$ 」は「0」となる。よって、この演算結果の振幅係数「 $P_b - A(x)$ 」は、前記区間の範囲内において、「 $P_b - P_a$ 」から「0」まで漸減する関数特性を示す。前記と同様に、「 $P_b - P_a$ 」を等価的に「1」と考えると、前記式(2)に従う交流信号の振幅係数「 $P_b - A(x)$ 」は、前記区間の範囲内において、「1」から「0」まで変化することになり、この振幅係数の関数特性は、コサイン関数の第1象限（つまり0度から90度の範囲）の特性になぞらえることができる。よって、前記式(2)に従う交流信号の振幅係数「 $P_b - A(x)$ 」は、等価的に $\cos \theta$ （ただし、大体、 $0^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$ ）と表わせる。なお、式(2)の減算は「 $V_x - V_b$ 」であってもよい。

【0013】こうして、1つのコイルと2つの基準電圧を用いるだけで、検出対象位置に応じてサイン及びコサイン関数特性に従う振幅をそれぞれ示す2つの交流出力信号を生成することができる。例えば、検出対象位置を、所定範囲を360度分の位相角に換算した場合の位相角 θ にて示すと、概ね、サイン関数特性を示す振幅を持つ交流出力信号は、 $\sin \theta \sin \omega t$ で示すことができるものであり、コサイン関数特性を示す振幅を持つ交流出力信号は、 $\cos \theta \sin \omega t$ で示すことができるものである。これは、レゾルバといわれる位置検出器の出力信号の形態と同様のものであり、極めて有用なものである。例えば、前記演算回路で生成された前記2つの交流出力信号を入力し、該2つの交流出力信号における振幅値の相関関係から該振幅値を規定する前記サイン及びコサイン関数における位相値を検出し、検出した位相値に基づき前記検出対象の位置検出データを生成する振幅位相変換部を具備するようにするとよい。なお、上記サイン及びコサイン関数は、ほぼ1象限分（90度）

* 第2の振幅関数を振幅係数として持つ第2の交流出力信号とをそれぞれ生成するものである。この場合、コイル部は、ただ1つのセンサ用コイルを持つだけでよいので、構成を最小限に簡略化することができる。上記第1の基準電圧として上記 V_a を使用することで、上記第1の振幅関数として、サイン関数のほぼ第1象限（つまり0度から90度の範囲）の特性を持つものを得ることができる。

【0012】また、前記区間の終わりの位置に対応するコイル出力電圧 V_x の値 $P_b \sin \omega t$ と同じ値の交流電圧を第2の基準電圧 V_b と定め、これとコイル出力電圧 V_x との差を求めると、

の範囲の特性を示すので、検出可能な位置範囲がほぼ90度の範囲の位相角に換算されて検出されることになる。勿論、このような位相検出方式に限らず、振幅係数成分 $\sin \theta$ 及び/又は $\cos \theta$ の直流電圧レベルをアナログ電圧値で示すデータを位置検出データとして出力するようにしてもよい。また、このアナログ電圧値に応じたパルス幅のパルス信号を出力するようにしてもよい。

【0014】なお、磁気応答部材として、銅のような良導電体を使用した場合は、渦電流損によってコイルの自己インダクタンスが減少し、磁気応答部材のコイルに対する近接に伴い該コイルの端子間電圧が漸減することになる。この場合も、上記と同様に検出することが可能である。また、磁気応答部材として、磁性体と導電体を組合せたハイブリッドタイプのものを用いてもよい。

【0015】別の実施形態として、磁気応答部材として永久磁石を含み、コイルは磁性体コアを含むようにしてもよい。この場合は、コイルの側の磁性体コアにおいて永久磁石の接近に応じて対応する箇所が磁気飽和又は過飽和となり、該磁気応答部材すなわち永久磁石のコイルに対する相対的変位に応じて該コイルの端子間電圧が漸減することになる。

【0016】かくして、この発明によれば、1次コイルのみを設ければよく、2次コイルは不要であるため、小型かつシンプルな構造の位置検出装置を提供することができる。また、1つのセンサ用コイルを用いることにより、検出対象位置に応じて所定の周期関数特性に従う振幅をそれぞれ示す複数の交流出力信号（例えばサイン及びコサイン関数特性に従う振幅をそれぞれ示す2つの交流出力信号）を容易に生成することができ、利用可能な位相角範囲として少なくともほぼ1象限（90度）分をとることができる。従って、少ないコイルでありながら比較的広い位相角範囲で検出を行うことができ、検出分解能を向上させることができる。また、検出対象の変位が微小でも高分解能での位置検出が可能である。更に、出力電圧及び基準電圧が共に温度ドリフト補償された正

確なアナログ演算を行なうことができることとなり、温度変化の影響を排除した位置検出を容易に行うことができる。勿論、基準電圧を発生する回路は、コイルに限らず、抵抗等、その他適宜の構成からなる電圧生成回路を使用してよい。なお、コイルと基準電圧の数は1又は2に限定されず、それ以上であってもよく、これに伴い、利用可能な位相角範囲を、ほぼ1象限(90度)分に限らず、更に拡大することも可能である。

【0017】

【発明の実施の形態】以下、添付図面を参照してこの発明の実施の形態を説明する。図1(A)はこの発明の一実施の形態に係る直線位置検出装置の一例を略示する斜視図であって、コイル部10については断面で示したものである。同図(B)は同装置におけるコイルに関連する電気回路図である。

【0018】コイル部10は1個のセンサ用コイルL1を含んでいる。磁気応答部材11は例えば棒状の鉄のような強磁性体からなる。コイル部10又は磁気応答部材11の一方が検出対象位置の変化に連動して移動し、他方が固定される。例えばコイル部10が固定され、磁気応答部材11が変位するとする。図の例では、棒状の磁気応答部材11の先端11aがセンサ用コイルL1の空間内に侵入し、センサ用コイルL1の空間内における該磁気応答部材11の先端11aの位置が検出対象位置に応じて変化する。よって、センサ用コイルL1の空間内での磁気応答部材11の侵入量が検出対象位置xに応じて変化する。コイルL1の自己インダクタンスつまり電気的インピーダンスが該検出対象位置xに応じて変化する。図の例の場合、磁気応答部材11の先端11aはセンサ用コイルL1のコイル長の範囲内でのみ移動し、検出可能範囲はセンサ用コイルL1のコイル長に相当する長さである。コイル部10においては、センサ用コイルL1の近傍に温度補償用コイルL2が設けられるが、両コイルは磁氣的にシールドして、磁気応答部材11の変位の影響が温度補償用コイルL2に及ぼされないようにする。

【0019】センサ用コイルL1は、交流発生源30から発生される所定の1相の交流信号(仮に $\sin \omega t$ で示す)によって定電圧又は定電流で励磁される。上述のように、センサ用コイルL1のインダクタンスは検出対象位置xに応じた磁気応答部材11の変位に応じて変化するため、図1(B)の回路では等価的に可変インダクタンス要素として示している。温度補償用コイルL2がセンサ用コイルL1に直列接続されており、その接続点からセンサ用コイルL1の出力電圧 V_x が取り出される。前述のとおり、温度補償用コイルL2は、磁気応答部材11の変位には応答せず、一定のインピーダンス(インダクタンス)を示すものである。図1(B)の回路では等価的に固定インダクタンス要素として示している。温度補償用コイルL2は、できるだけセンサ用

コイルL1と同等の温度ドリフト特性を示すように、センサ用コイルL1とできるだけ同一条件のコイル素子であることが好ましく、また、できるだけ同一環境下に配置されることが好ましい。センサ用コイルL1と温度補償用コイルL2の分圧比により、センサ用コイルL1の出力電圧 V_x が取り出されるので、両コイルL1、L2の温度ドリフト特性が相殺され、センサ用コイルL1の出力電圧 V_x は正確に温度補償されたものとなる。

【0020】前述のとおり検出対象位置xに応じて磁気応答部材11のセンサ用コイルL1内への侵入量が変化することで、センサ用コイルL1に対する磁気結合の度合いが変化し、該コイルL1の自己インダクタンスが変化し、電気的インピーダンスが変化する。よって、このインピーダンスに応じてセンサ用コイルL1に生じる電圧(端子間電圧)は、検出対象位置xに対応するものとなる。

【0021】図2(A)は、検出対象位置x(横軸x)に対応してセンサ用コイルL1に生じる電圧(たて軸)を例示するグラフである。横軸xに記したa、bは、磁気応答部材11のセンサ用コイルL1内への侵入位置を例示しており、aは侵入量ゼロ若しくは最小侵入量に相当する位置、bは最大侵入量に相当する位置、である。最小侵入量に相当する位置aでは、インピーダンス最小のため、コイルL1に生じる電圧は最小レベル(最小振幅係数)である。また、最大侵入量に相当する位置bでは、インピーダンス最大のため、コイルL1に生じる電圧は最大レベル(最大振幅係数)である。

【0022】センサ用コイルL1に生じる電圧は、磁気応答部材11がaからbまで動く間で、最小値から最大値まで漸増変化する。この位置aにおいて最小値をとるコイルL1の出力電圧 V_x が $P a \sin \omega t$ であるとすると(Paは最小インピーダンス)、これを第1の基準電圧 V_a として設定する。すなわち、

$$V_a = P a \sin \omega t$$

である。また、位置bにおいて最大値をとるコイルL1の出力電圧 V_x が $P b \sin \omega t$ であるとすると(Pbは最大インピーダンス)、これを第2の基準電圧 V_b として設定する。すなわち、

$$V_b = P b \sin \omega t$$

である。

【0023】図1(B)に示すように、各基準電圧 V_a 、 V_b を発生するための回路として、2つのコイルLa1、La2を直列接続した回路と、2つのコイルLb1、Lb2を直列接続した回路とが設けられており、これらも交流発生源30からの交流信号によって駆動される。基準電圧 V_a はコイルLa1、La2の接続点から取り出され、基準電圧 V_b はコイルLb1、Lb2の接続点から取り出される。コイルLa1、La2、コイルL1、L2の各対は、所望の基準電圧 V_a 、 V_b が得られるように、そのインピーダンス(インダクタンス)が

適切に調整される。コイルL a 1, L a 2の分圧比により基準電圧V aが取り出されるので、コイルL a 1, L a 2の温度ドリフト特性が相殺され、基準電圧V aは正確に温度補償されたものとなる。同様に、コイルL b 1, L b 2の分圧比により基準電圧V bが取り出されるので、コイルL b 1, L b 2の温度ドリフト特性が相殺され、基準電圧V bは正確に温度補償されたものとなる。

【0024】演算回路31Aは、センサ用コイルL 1の出力電圧V xから第1の基準電圧V aを減算するもので、前記式(1)のように、コイル出力電圧V xの振幅係数を関数A(x)で示すと、

$$Vx - Va = A(x) \sin \omega t - Pa \sin \omega t \\ = \{A(x) - Pa\} \sin \omega t$$

なる演算を行う。第1の基準電圧V aによって設定した検出対象区間の始まりの位置aでは、 $A(x) = Pa$ であることから、この演算結果の振幅係数「 $A(x) - Pa$ 」は「0」となる。一方、該検出対象区間の終わりの位置bでは、 $A(x) = Pb$ であることから、この演算結果の振幅係数「 $A(x) - Pa$ 」は「 $Pb - Pa$ 」となる。よって、この演算結果の振幅係数「 $A(x) - Pa$ 」は、該検出対象区間の範囲内において、「0」から「 $Pb - Pa$ 」まで漸増する関数特性を示す。ここで、「 $Pb - Pa$ 」は最大値であるから、これを等価的に「1」と考えると、前記式に従う交流信号の振幅係数「 $A(x) - Pa$ 」は、検出対象区間の範囲内において、図2(B)に示すように、「0」から「1」まで変化することになり、この振幅係数の関数特性は、図2(C)に示すようなサイン関数 $\sin \theta$ の第1象限(つまり0度から90度の範囲)の特性になぞらえることができる。よって、前記式に従う交流信号の振幅係数「 $A(x) - Pa$ 」は、等価的に $\sin \theta$ (ただし、大体、 $0^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$)を用いて表わせる。なお、図2(B)、(C)では、位置xに対するサイン関数特性の振幅係数のカーブ $\sin \theta$ のみを示しているが、実際の演算回路31Aの出力はこの振幅係数 $\sin \theta$ に対応する振幅レベルを持つ交流信号 $\sin \theta \sin \omega t$ である。

【0025】演算回路31Bは、検出用コイルL 1の出力電圧V xと第2の基準電圧V bとの差を求めるもので、前記式(2)のように、

$$Vb - Vx = Pb \sin \omega t - A(x) \sin \omega t \\ = \{Pb - A(x)\} \sin \omega t$$

なる演算を行う。検出対象区間の始まりの位置aでは、 $A(x) = Pa$ であることから、この演算結果の振幅係数「 $Pb - A(x)$ 」は「 $Pb - Pa$ 」となる。一方、第2の基準電圧V bによって設定した該区間の終わりの位置bでは、 $A(x) = Pb$ であることから、この演算結果の振幅係数「 $Pb - A(x)$ 」は「0」となる。よって、この演算結果の振幅係数「 $Pb - A(x)$ 」は、

該検出対象区間の範囲内において、「 $Pb - Pa$ 」から「0」まで漸減する関数特性を示す。前記と同様に、「 $Pb - Pa$ 」を等価的に「1」と考えると、前記式に従う交流信号の振幅係数「 $Pb - A(x)$ 」は、検出対象区間の範囲内において、図2(B)に示すように、「1」から「0」まで変化することになり、この振幅係数の関数特性は、図2(C)に示すようなコサイン関数の第1象限(つまり0度から90度の範囲)の特性になぞらえることができる。よって、前記式に従う交流信号の振幅係数「 $Pb - A(x)$ 」は、等価的に $\cos \theta$ (ただし、大体、 $0^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$)を用いて表わせる。この場合も、図2(B)では、位置xに対するコサイン関数特性の振幅係数のカーブ $\cos \theta$ のみを示しているが、実際の演算回路31Bの出力はこの振幅係数 $\cos \theta$ に対応する振幅レベルを持つ交流信号 $\cos \theta \sin \omega t$ である。なお、演算回路31Bでの減算は「 $Vx - Vb$ 」であってもよい。

【0026】こうして、検出対象位置xに応じてサイン及びコサイン関数特性に従う振幅をそれぞれ示す2つの交流出力信号 $\sin \theta \sin \omega t$ と $\cos \theta \sin \omega t$ を生成することができる。これは一般にレゾルバといわれる位置検出器の出力信号の形態と同様のものであり、有効に活用することができる。例えば、演算回路31A, 31Bで生成されたレゾルバタイプの2つの交流出力信号を位相検出回路(若しくは振幅位相変換手段)32に入力し、該2つの交流出力信号における振幅値の相関関係から該振幅値を規定する前記サイン及びコサイン関数 $\sin \theta$ 及び $\cos \theta$ の位相値 θ を計測することで、検出対象位置をアブソリュートで検出することができる。この位相検出回路32としては、例えば本出願人の出願に係る特開平9-126809号公報に示された技術を用いて構成するとよい。例えば、第1の交流出力信号 $\sin \theta \sin \omega t$ を電氣的に90度シフトすることで、交流信号 $\sin \theta \cos \omega t$ を生成し、これと第2の交流出力信号 $\cos \theta \sin \omega t$ を加減算合成することで、 $\sin(\omega t + \theta)$ および $\sin(\omega t - \theta)$ なる、 θ に応じて進相および遅相方向に位相シフトされた2つの交流信号(位相成分 θ を交流位相ずれに変換した信号)を生成し、その位相 θ を測定することで、ストローク位置検出データを得ることができる。位相検出回路32は、専用回路(例えば集積回路装置)で構成してもよいし、プログラム可能なプロセッサまたはコンピュータを使用して所定のソフトウェアを実行することにより位相検出処理を行うようにしてもよい。あるいは、公知のレゾルバ出力を処理するために使用されるR-Dコンバータを、この位相検出回路32として使用するようにしてもよい。また、位相検出回路32における位相成分 θ の検出処理は、ディジタル処理に限らず、積分回路等を使用したアナログ処理で行ってもよい。また、ディジタル位相検出処理によって回転位置 θ を示すディジタ

ル検出データを生成した後、これをアナログ変換して回転位置 θ を示すアナログ検出データを得るようにしてもよい。勿論、位相検出回路32を設けずに、演算回路31A、31Bの出力信号 $\sin\theta\sin\omega t$ 及び $\cos\theta\sin\omega t$ をそのまま出力するようにしてもよい。

【0027】なお、図2(B)に示すように、サイン及びコサイン関数特性の交流出力信号 $\sin\theta\sin\omega t$ 及び $\cos\theta\sin\omega t$ における振幅特性は、位相角 θ と検出対象位置 x との対応関係が線形性を持つものとする、図2(C)に示すような真のサイン及びコサイン関数特性を示していない。しかし、位相検出回路32では、見かけ上、この交流出力信号 $\sin\theta\sin\omega t$ 及び $\cos\theta\sin\omega t$ をそれぞれサイン及びコサイン関数の振幅特性を持つものとして位相検出処理する。その結果、検出した位相角 θ は、検出対象位置 x に対して、線形性を示さないことになる。しかし、位置検出にあたっては、そのように、検出出力データ(検出した位相角 θ)と実際の検出対象位置との非直線性はあまり重要な問題とはならない。つまり、所定の反復再現性をもって位置検出を行なうことができればよいのである。また、必要とあらば、位相検出回路32の出力データを適宜のデータ変換テーブルを用いてデータ変換することにより、検出出力データと実際の検出対象位置との間に正確な線形性を持たせることが容易に行なえる。よって、本発明でいうサイン及びコサイン関数の振幅特性とは、真のサイン及びコサイン関数特性を示していなければならないものではなく、図2(B)に示されるように、実際は三角波形状のようなものであってよいものであり、要するに、そのような傾向を示していればよい。つまり、サイン等の三角関数に類似した関数であればよい。なお、図2(B)の例では、観点を変えて、その横軸の目盛を θ と見立ててその目盛が所要の非線形目盛からなっているとすれば、横軸の目盛を x と見立てた場合には見かけ上三角波形状に見えるものであっても、 θ に関してはサイン関数又はコサイン関数ということができる。

【0028】ここで、更なる温度ドリフト特性の補償について説明する。前述した通りセンサ用コイルL1の出力電圧 V_x と基準電圧 V_a 、 V_b はそれぞれ温度ドリフト補償されているものであるが、演算回路31A、31Bにおける差演算によって、同一方向のレベル変動誤差がもしあったとしてもこれも相殺されることになり、温度ドリフト特性がより一層確実に補償されることになる。

【0029】基準電圧発生用の各コイルLa1、La2、Lb1、Lb2は、センサ用コイルL1と同等の特性のコイルを使用し、かつ、これらのコイルLa1、La2、Lb1、Lb2とセンサ用コイルL1と同様の温度環境に置く(つまりセンサ用コイルL1の比較的近くに配置する)のがよいが、これに限らず、別の配置でもよい。何故ならば、図1(B)のような各対のコイルの

直列接続とその接続点からの電圧取り出しによって、温度ドリフト補償が達成されているからである。よって、基準電圧発生用の各コイルLa1、La2、Lb1、Lb2は、演算回路31A、31Bの回路基板側に設けてもよい。

【0030】図3は、基準電圧発生用コイルLa1、La2、Lb1、Lb2のインダクタンスすなわちインピーダンスの設定法の一例を示す。1対のコイルLa1、La2に対して磁性体コアMaが可変的に挿入され、その配置を調整することで、2つのコイルLa1、La2のそれぞれに対する磁性体コアMaの侵入量が差動的に調整され、基準電圧Vaのレベルを可変調整することができる。同様に、1対のコイルLb1、Lb2に対して磁性体コアMbが可変的に挿入され、その配置を調整することで、2つのコイルLb1、Lb2のそれぞれに対する磁性体コアMbの侵入量が差動的に調整され、基準電圧Vbのレベルを可変調整することができる。

【0031】基準電圧発生用回路は、コイルに限らず、抵抗その他の適当な定電圧発生回路を使用してもよい。図1の例では、コイルL1の空間内に棒状の磁気応答部材11が侵入する構成であるが、これに限らず、コイルL1の磁界すなわち磁気回路空間内で磁気応答部材11が相対的に変位し、磁気結合を変化させるようなものであればよい。

【0032】本発明に係る位置検出装置は、完全にまっすぐな直線位置の検出に限らず、所定の範囲で円弧状または曲線状に変位する検出対象の位置検出にも適用することができる。図4はその一例を示すもので、センサ用コイルL1が所定の角度範囲 ψ において円弧状に配置されており、磁気応答部材11が軸Cを中心にして該角度範囲 ψ にわたって揺動し、その揺動角度に応じてセンサ用コイルL1に対する磁気応答部材11の侵入量に変化する。温度補償用コイルL2も適宜の位置に設けられるが、図4では便宜上図示を省略した。

【0033】本発明に係る位置検出装置は、回転位置検出装置として構成することもできる。図5はその一例を示すもので、(A)に示すように、センサ用コイルL1が所定の角度範囲において円弧状に配置されており、磁気応答部材11は回転軸Cに取り付けられた歯車形状のものである。この磁気応答部材11は所定ピッチで配列された複数の凹凸歯からなっている。磁気応答部材11の1歯の凸部がコイルL1の磁界内に入ってから出ていくまでの1ピッチ分の角度変位において、コイルL1の出力電圧 V_x は、図5(B)に示すように三角波状に変化する。例えば、基準電圧として上記Va、Vbのほか、その中間のVcを用意し、図5(C)に示すように、サイン関数の振幅係数特性の出力信号 $\sin\theta\sin\omega t$ を得るために「 $V_x - V_a - V_c$ 」なる演算を行ない、コサイン関数の振幅係数特性の出力信号 $\cos\theta\sin\omega t$ を得るために、「 $V_b - V_x - V_c$ 」なる演

算を行なえばよい。温度補償用コイル L2 も適宜の位置に設けられるが、図 5 では便宜上図示を省略した。なお、直線位置検出装置においても、複数個の磁気応答部材 11 を所定ピッチで順次繰り返し設けるように構成してよい。

【0034】上記各実施例において、位置検出データを得るための構成は、図 1 (B) に示したような位相検出回路 32 を用いるものに限らず、図 6 (A) に示すように、電圧検出回路 40 を用いるようにしてもよい。図 6 (A) において、電圧検出回路 40 以外の構成は図 1 (B) に示したものと同様である。要するに、電圧検出回路 40 では、演算回路 31A から出力される等価的にサイン関数の振幅特性を持つ交流信号 $\sin \theta \sin \omega t$ を整流回路 41 に入力し、交流信号成分を除去し、振幅電圧成分 $\sin \theta$ のみに応答する直流の検出電圧 V1 を発生する。また、演算回路 31B から出力される等価的にコサイン関数の振幅特性を持つ交流信号 $\cos \theta \sin \omega t$ を整流回路 42 に入力し、交流信号成分を除去し、振幅電圧成分 $\cos \theta$ のみに応答する直流の検出電圧 V2 を発生する。図 6 (B) は、検出対象位置 x に対して示す各検出電圧 V1, V2 の特性例を示す。このような特性が得られる理由は図 2 (B) を参照して既に説明した通りである。このようにちょうど逆特性の 2 種類の検出電圧 V1, V2 をアナログで得ることができる。検出対象位置 x の検出のためには、どちらか一方の検出電圧 V1, V2 のみを得るように一連の整流回路だけで構成すれば足りるが、逆特性の 2 種類の検出電圧 V1, V2 を並列的に発生するようにすることにより、冗長性をもたせることができる。すなわち、どちらか一方の検出系列で何らかの故障が生じた場合に、適切に対処することができる。

【0035】図 7 は、位相検出用アナログ回路 32A と電圧検出回路 40 とを併設し、位相検出と電圧検出のどちらでも採用できるようにした構成例を示す。図 7 は、図 6 (A) において位相検出用アナログ回路 32A が付加されたものと同じである。よって、位相検出用アナログ回路 32A 以外の構成についての説明は、図 1 (B) 及び図 6 (A) の説明を援用する。位相検出用アナログ回路 32A において、演算回路 31A から出力された等価的にサイン関数の振幅特性を持つ交流信号 $A = \sin \theta \sin \omega t$ は、位相シフト回路 19 に入力され、その電氣的位相が所定量位相シフトされ、例えば 90 度進められて、位相シフトされた交流信号 $A' = \sin \theta \cdot \cos \omega t$ が得られる。また、位相検出用アナログ回路 32A においては加算回路 15 と減算回路 16 とが設けられており、加算回路 15 では、位相シフト回路 19 から出力される上記位相シフトされた交流信号 $A' = \sin \theta \cdot \cos \omega t$ と、演算回路 31B から出力される等価的にコサイン関数の振幅特性を持つ交流信号 $B = \cos \theta \sin \omega t$ とが加算され、その加算出力として、 $B + A' = \cos \theta$

$\cdot \sin \omega t + \sin \theta \cdot \cos \omega t = \sin (\omega t + \theta)$ なる略式で表わせる第 1 の電氣的交流信号 Y1 が得られる。減算回路 16 では、上記位相シフトされた交流信号 $A' = \sin \theta \cdot \cos \omega t$ と上記演算回路 31B から出力交流信号 $B = \cos \theta \cdot \sin \omega t$ とが減算され、その減算出力として、 $B - A' = \cos \theta \cdot \sin \omega t - \sin \theta \cdot \cos \omega t = \sin (\omega t - \theta)$ なる略式で表わせる第 2 の電氣的交流信号 Y2 が得られる。このようにして、検出対象位置 (x) に対応して正方向にシフトされた電氣的位相角 (+θ) を持つ第 1 の電氣的交流出力信号 Y1 = $\sin (\omega t + \theta)$ と、同じ前記検出対象位置 (x) に対応して負方向にシフトされた電氣的位相角 (-θ) を持つ第 2 の電氣的交流出力信号 Y2 = $\sin (\omega t - \theta)$ とが、電氣的処理によって夫々得られる。

【0036】加算回路 15 及び減算回路 16 の出力信号 Y1, Y2 は、夫々ゼロクロス検出回路 17, 18 に入力され、それぞれのゼロクロスが検出される。ゼロクロスの検出の仕方としては、例えば、各信号 Y1, Y2 の振幅値が負極性から正極性に変化するゼロクロスつまり 0 位相を検出する。各回路 17, 18 で検出したゼロクロス検出パルスつまり 0 位相検出パルスは、ラッチパルス LP1, LP2 として出力される。ラッチパルス LP1, LP2 は、図示しない位相ずれ測定装置に入力される。この位相ずれ測定装置では、基準交流信号源 30 から発生される基準交流信号 $\sin \omega t$ の 0 位相時点から各ラッチパルス LP1, LP2 の発生時点 (立ち上がりトリガ時点) までの時間差をカウントし、ラッチパルス LP1 に対応するカウント値を正方向にシフトされた位相角 (+θ) の位相データとして検出し、ラッチパルス LP2 に対応するカウント値を負方向にシフトされた位相角 (-θ) の位相データとして検出する。これらの正方向及び負方向にシフトされた位相角 +θ 及び -θ の位相検出データの利用方法については、前述した本出願人の出願に係る先願明細書に記載されているので、それと同様の手法で利用すればよい。

【0037】なお、基準交流発生源 30 の発振回路そのものをコイル部 10 の側に設けた場合は、図 7 に示すように、基準交流発生源 30 から発生される基準交流信号を方形波変換回路 20 に入力し、基準交流信号 $\sin \omega t$ に同期する方形波信号 (パルス信号) を形成し、これを上記位相ずれ測定装置に入力してやる。その場合、位相ずれ測定装置では、入力された基準交流信号 $\sin \omega t$ に同期する方形波信号 (パルス信号) の立ち上がり同期してクロックパルスカウントを行ない、各ラッチパルス LP1, LP2 の発生時点 (立ち上がりトリガ時点) でそのカウント値をラッチする構成を採用することで、上記のように正方向及び負方向にシフトされた位相角 +θ 及び -θ の位相検出データをそれぞれ得ることができる。勿論、これに限らず、上記位相ずれ測定装置の側で、基準交流信号 $\sin \omega t$ に同期する方形波信号

(パルス信号)を発生し、この方形波信号(パルス信号)に基づきコイル部10の回路側でアナログフィルタ処理等を行うことで、アナログの基準交流信号 $\sin \omega t$ を発生するようにしてもよい。その場合は、位相ずれ測定装置の側では、出力した基準交流信号 $\sin \omega t$ に同期する方形波信号(パルス信号)の立ち上がり同期してクロックパルスカウントを行ない、各ラッチパルスLP1、LP2の発生時点(立ち上がりトリガ時点)でそのカウント値をラッチする構成を採用すればよい。上記位相ずれ測定装置としては、CPUのようなソフトウェアプログラム処理可能なプロセッサを使用するとよい。なお、図7の回路において、電圧検出回路40の整流回路41に入力する信号として、演算回路31Aの出力信号 $A = \sin \theta \sin \omega t$ に代えて、位相シフト回路19からの出力信号 $A' = \sin \theta \cos \omega t$ を入力するようにしてもよい。

【0038】なお、図6又は図7の回路において、整流回路41、42から出力されるアナログ検出電圧V1、V2を外部に直接出力せずに、図8に示すように、パルス幅変調回路43、44に各電圧V1、V2を入力し、パルス幅変調された方形波信号PW1、PW2の形態で外部に出力するようにしてもよい。パルス幅変調回路43、44は、入力された電圧V1、V2の値に対応するパルス幅を持つ方形波信号PW1、PW2を発生する。

【0039】なお、磁気応答部材11として、強磁性体の代わりに、銅のような非磁性・良導電体(つまり反磁性体)を使用してもよい。その場合は、渦電流損によってコイルのインダクタンスが減少し、磁気応答部材11の近接に応じてコイルの端子間電圧が減少することになる。この場合も、上記と同様に位置検出動作することが可能である。また、磁気応答部材として、強磁性体と非磁性・良導電体(つまり反磁性体)を組合わせたハイブリッドタイプのものを用いてもよい。また、磁気応答部材11の形状は任意であり、例えば、適宜の漸減又は漸増形状であってよく、また所定の基材の表面上にめっき等で適宜の漸減又は漸増形状からなるパターンを形成したものであってもよい。

【0040】また、磁気応答部材11として永久磁石を含み、コイル部10のコイルには鉄心コアを含むようにしてもよい。永久磁石が、コイルに接近するとその近接箇所に対応する鉄心コアが部分的に磁気飽和ないし過飽和状態となり、該コイルの端子間電圧が低下する。これにより、磁気応答部材11の相対的変位に応じたコイルの端子間電圧の漸減(又は漸増)変化を引き起こさせることができる。この発明に係る位置検出装置は、微小変位の検出から長いストローク変位の検出まで様々な用途の位置検出に利用してよい。例えば、リニアモータあるいは回転モータの位置検出や、流体圧シリンダのストローク位置検出、あるいは圧力計、荷重計などに応用してもよく、変位する部材の位置検出すべてに応用できる。

【0041】

【発明の効果】以上のとおり、この発明によれば、1次コイルのみを設ければよく、2次コイルは不要であるため、小型かつシンプルな構造の位置検出装置を提供することができると共に、センサ用コイルに直列接続された温度補償用コイルを具備し、前記センサ用コイルと前記温度補償用コイルとの接続点より、前記センサ用コイルのインピーダンス変化に基づき変化する該センサ用コイルの出力電圧を取り出すようにしているので、同じコイルであることにより温度ドリフトを適正に相殺し、温度ドリフト補償済みの出力電圧を取り出すことができる、という優れた効果を奏する。

【0042】また、検出対象位置に応じて生じるコイル出力電圧の漸増(又は漸減)変化特性を利用し、これを基準電圧と演算して組み合わせることにより、検出対象位置に応じて所定の周期関数特性に従う振幅をそれぞれ示す複数の交流出力信号(例えばサイン及びコサイン関数特性に従う振幅をそれぞれ示す2つの交流出力信号)を容易に生成することができる。また、基準電圧の発生にあたっては、交流信号が印加されるように直列接続された2つのコイルを含み、該コイルの接続点より基準電圧を取り出すようにすることにより、基準電圧の温度ドリフト補償も行なうことができ、出力電圧及び基準電圧が共に温度ドリフト補償された正確なアナログ演算を行なうことができることとなり、温度変化の影響を排除した位置検出を容易に行うことができる。更に、これら複数の交流出力信号における振幅値の相関関係から該振幅値を規定する所定周期関数(例えばサイン及びコサイン関数)における位相値を検出することで、検出対象の変位が微小でも高分解能での位置検出が可能である。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明に係る位置検出装置の一実施例を示すもので、(A)は外観斜視図、(B)は同装置のコイルに関連する電気回路図。

【図2】 図1の実施例の検出動作説明図。

【図3】 基準電圧発生用コイルのインピーダンス調整法の一例を示す略図。

【図4】 円弧状または曲線状に変位する位置検出に適用する場合の本発明の実施例を略示する図。

【図5】 回転位置検出に適用する場合の本発明の実施例を略示する図。

【図6】 検出位置に応じたアナログ直流電圧を発生するように構成してなる本発明に係る位置検出装置の実施例を示す回路図。

【図7】 電圧検出と位相検出の両機能を具備した本発明に係る位置検出装置の実施例を示す回路図。

【図8】 図6又は図7の実施例に適用可能な付加的回路の一例を示す図。

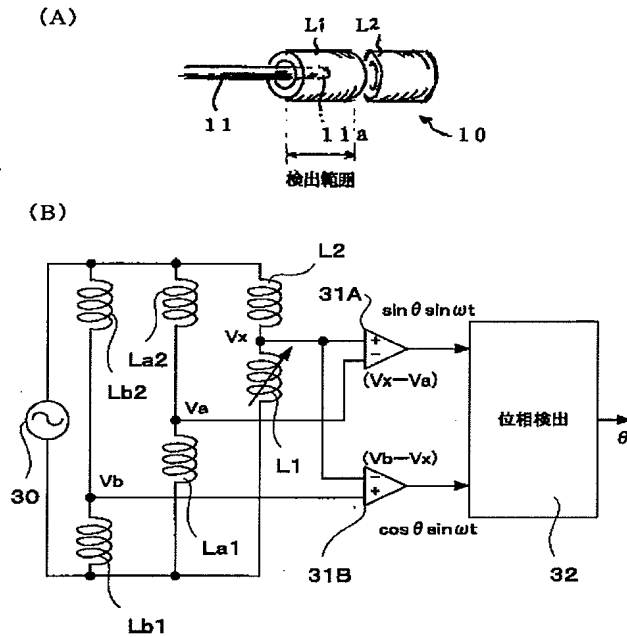
【符号の説明】

10 コイル部

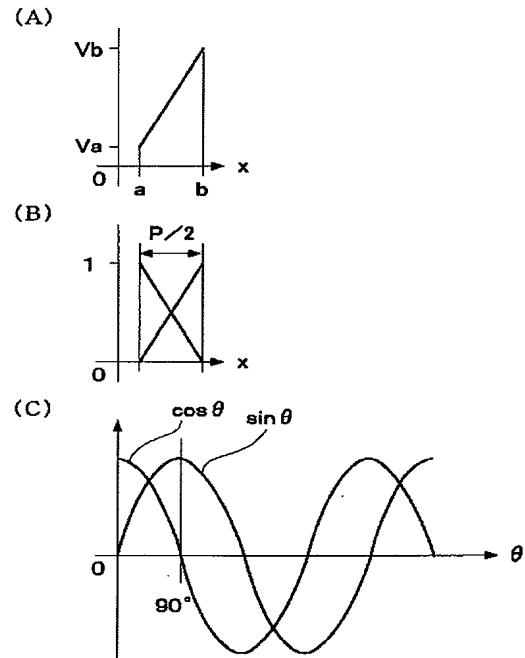
L1 センサ用コイル
 L2 温度補償用コイル
 11 磁気応答部材
 30 交流発生源
 31A, 31B アナログ演算回路

* 32 位相検出回路
 La1, La2, Lb1, Lb2 基準電圧発生用のコイル
 40 電圧検出回路
 * 41, 42 整流回路

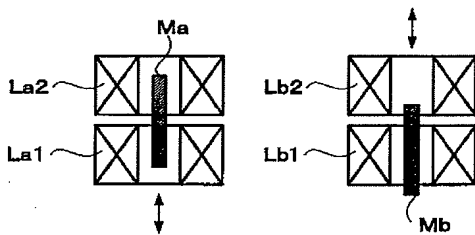
【図1】



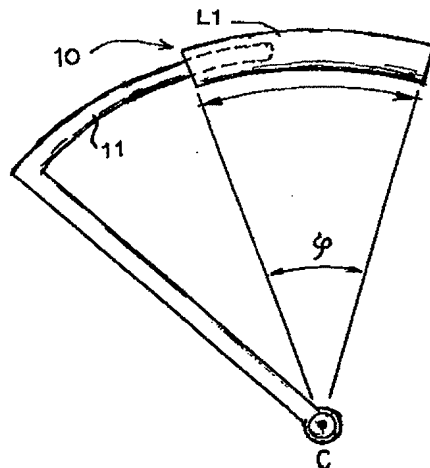
【図2】



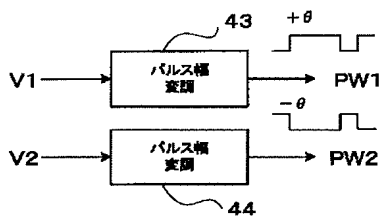
【図3】



【図4】



【図8】



フロントページの続き

F ターム(参考) 2F063 AA02 AA35 CA09 CA34 CB01
CC04 DA01 DB01 DB04 DB07
DD05 GA04 GA29 GA33 GA45
GA61 GA67 GA69 KA01 KA03
LA01 LA11 LA17 LA22 LA23
2F077 AA13 AA43 CC02 FF02 FF11
FF39 TT11 UU07